

Aneta BUGAJSKA

WPŁYW ZJAWISKA NASKÓRKOWOŚCI NA IMPEDANCJĘ WEJŚCIOWĄ KABLA WSPÓŁOSIOWEGO W STANIE JAŁOWYM I W STANIE ZWARCIA

STRESZCZENIE *W artykule przedstawiono wpływ zjawiska naskórkowości na impedancję wejściową kabla współosiowego w stanie jałowym i zwarcia, przy uwzględnieniu jakościowego i ilościowego wpływu tego zjawiska na całkowitą impedancję jednostkową kabla współosiowego, czyli na rezystancje, indukcyjności własne żyły i ekranu, a także na indukcyjność wzajemną między nimi. Dla wybranej częstotliwości obliczenia wykonano dla kabla typu YHKXS zmieniając grubość jego izolacji i ekranu.*

Słowa kluczowe: *kabel współosiowy, impedancja wejściowa, zjawisko naskórkowości.*

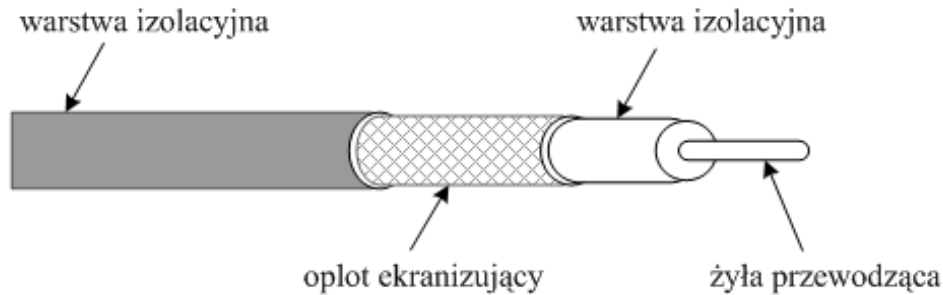
1. WSTĘP

Analiza impedancji wejściowej elektroenergetycznego kabla współosiowego (rys. 1) w stanie jałowym i/lub w stanie zwarcia może znaleźć zastosowanie w badaniach diagnostycznych oraz w lokalizowaniu uszkodzeń kabli elektroenergetycznych [1].

dr inż. Aneta BUGAJSKA
e-mail: a.bugajska@tu.kielce.pl

Politechnika Świętokrzyska,
Katedra Elektrotechniki i Systemów Pomiarowych

PRACE INSTYTUTU ELEKTROTECHNIKI, zeszyt 252, 2011



Rys. 1. Kabel współosiowy

W metodach pomiarowych tych impedancji stosuje się częstotliwości zawarte w przedziale od kilkuset herców do kilku megaherców [1, 10, 11]. Wtedy powinno uwzględnić się zjawisko naskórkowości. Wpływ częstotliwości na zmianę rezystancji żyły i ekranu kabla jest zazwyczaj uwzględniany. Jednakże, jak to wykazano w pracach [2-9] również indukcyjność własna żyły i ekranu oraz indukcyjność wzajemna między nimi zależą w istotny sposób od częstotliwości. W konsekwencji zmian rezystancji i indukcyjności całkowitej kabla od częstotliwości, spowodowanych zjawiskiem naskórkowości, impedancja wejściowa powinna te zmiany uwzględniać. Ocena jakościowa i ilościowa tego zjawiska na impedancję wejściową kabla współosiowego w stanie jałowym i zwarcia jest celem niniejszego artykułu.

2. PARAMETRY JEDNOSTKOWE KABLA WSPÓŁOSIOWEGO

Całkowita rezystancja jednostkowa kabla współosiowego jest sumą rezystancji żyły i ekranu kabla. W przypadku prądu stałego (bez uwzględniania zjawiska naskórkowości) rezystancja ta wyraża się wzorem [6-8]:

$$\mathcal{R}_0 = \mathcal{R}_{10} + \mathcal{R}_{20} = \frac{1}{\pi \sigma_1 R^2} + \frac{1}{\pi \sigma_2 (R_2^2 - R_1^2)} \quad (1)$$

gdzie \mathcal{R}_{10} jest rezystancją jednostkową żyły, a \mathcal{R}_{20} jest rezystancją jednostkową ekranu. W powyższych wzorach l jest długością kabla, σ_1 i σ_2 są konduktywnościami odpowiednio żyły i ekranu, zaś R jest promieniem żyły, a R_1 oraz R_2 są odpowiednio promieniami wewnętrznym i zewnętrznym ekranu kabla.

W przypadku prądu przemiennego należy uwzględnić zjawisko naskórkowości i wówczas rezystancja jednostkowa żyły kabla jest rezystancją przewodu walcowego jest funkcją częstotliwości i wyraża się wzorem [6-8]:

$$\mathcal{R}_{11}(\omega) = \frac{\underline{\Gamma}_1}{4\pi R \sigma_1} \frac{I_0(\underline{\Gamma}_1 R) I_1^*(\underline{\Gamma}_1 R) - j I_0^*(\underline{\Gamma}_1 R) I_1(\underline{\Gamma}_1 R)}{I_1(\underline{\Gamma}_1 R) I_1^*(\underline{\Gamma}_1 R)} \quad (2)$$

gdzie $\underline{\Gamma}_1$ zespolona stała propagacji fali elektromagnetycznej w żyłce kabla, określona jest zależnością $\underline{\Gamma}_1 = \sqrt{j\omega\mu_0\sigma_1}$. We wzorze (2) $I_0(\underline{\Gamma}_1 R)$ oraz $I_1(\underline{\Gamma}_1 R)$ są zmodyfikowanymi funkcjami Bessela pierwszego rodzaju odpowiednio zerowego i pierwszego rzędu, zaś funkcje $I_0^*(\underline{\Gamma}_1 R)$ oraz $I_1^*(\underline{\Gamma}_1 R)$ są funkcjami sprzężonymi funkcji poprzednich.

Rezystancja jednostkowa ekranu z uwzględnieniem zjawiska naskórkowości jest rezystancją przewodu rurowego określoną wzorem [6-8]:

$$\mathcal{R}_{22}(\omega) = \frac{\underline{\Gamma}_2}{4\pi\sigma_2 R_2} \frac{a}{\underline{b} \underline{b}^*} \quad (3)$$

gdzie: $\underline{\Gamma}_2$ zespolona stała propagacji fali elektromagnetycznej w ekranie kabla określona jest wzorem $\underline{\Gamma}_2 = \sqrt{j\omega\mu_0\sigma_2}$, zespolone współczynniki \underline{b} , \underline{b}^* oraz a są wyrażone przez kombinacje zmodyfikowanych funkcji Bessela pierwszego rodzaju $I_0(\underline{\Gamma}_1 R_1)$, $I_0(\underline{\Gamma}_1 R_2)$ oraz drugiego rodzaju $K_0(\underline{\Gamma}_2 R_1)$, $K_0(\underline{\Gamma}_2 R_2)$, $K_1(\underline{\Gamma}_2 R_1)$, $K_1(\underline{\Gamma}_2 R_2)$ rzędu zerowego i pierwszego jak również przez funkcje sprzężone do poprzednich. Współczynniki te są podane w pracach [6-8].

Wtedy rezystancja całkowita kabla współosiowego

$$\mathcal{R}(\omega) = \mathcal{R}_{11}(\omega) + \mathcal{R}_{22}(\omega) \quad (4)$$

zależy od częstotliwości.

Wykonując obliczenia numeryczne można wykazać, że zjawisko naskórkowości zwiększa przede wszystkim rezystancję żyły kabla. Rezystancja ekranu kabla zmienia się niewiele, ponieważ ekran jest przewodem rurowym. Zmiana grubości izolacji kabla, przy zachowaniu stałej grubości ekranu, powoduje niewielką zmianę jednostkowej rezystancji całkowitej kabla w miarę wzrostu częstotliwości – rezystancja ta zależy przede wszystkim od promienia żyły kabla

i od grubości ekranu, a nie od bezwzględnych wartości jego promienia wewnętrznego i zewnętrznego. Rezystancja ta może być nawet równa około 50-cio krotnej wartości, dla $f = 1$ MHz, rezystancji wyznaczanej dla prądu stałego. Konduktancję jednostkową kabla wyznacza się z zależności $G = 2\pi\sigma_i \left(\ln \frac{R_1}{R} \right)^{-1}$, przyjmując wartość konduktywności izolacji kabla $\sigma_i = 10^{-11} \text{ S} \cdot \text{m}^{-1}$. Jednostkową pojemność linii oblicza się ze wzoru $C = 2\pi\varepsilon_0\varepsilon_r \left(\ln \frac{R_1}{R} \right)^{-1}$, przyjmując wartość względnej przenikalności dielektrycznej izolacji kabla $\varepsilon_r = 2,25$ [9].

Całkowita indukcyjność jednostkowa kabla współosiowego jest sumą indukcyjności żyły i ekranu kabla pomniejszoną o podwojoną wartość indukcyjności wzajemnej. W przypadku prądu stałego (bez uwzględniania zjawiska naskórkowości) indukcyjność ta wyraża się wzorem [3-8]:

$$\mathcal{L}_0 = \mathcal{L}_{10} + \mathcal{L}_{20} - 2 \mathcal{M}_0 = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ \ln \frac{R_1}{R} + \frac{R_2^4}{(R_2^2 - R_1^2)^2} \ln \frac{R_2}{R_1} - \frac{1}{2} \frac{R_2^2}{R_2^2 - R_1^2} \right\} \quad (5)$$

W przypadku prądu przemiennego uwzględnia się zjawisko naskórkowości i wtedy jednostkowa indukcyjność żyły kabla jest indukcyjnością przewodu walcowego o skończonej długości i wyraża się zależnością [6-8]:

$$\mathcal{L}_{11}(\omega) = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[\ln \frac{2l}{R} - 1 + \frac{1}{2 \Gamma_1 R} \frac{I_0(\Gamma_1 R) I_1^*(\Gamma_1 R) + j I_0^*(\Gamma_1 R) I_1(\Gamma_1 R)}{I_1(\Gamma_1 R) I_1^*(\Gamma_1 R)} \right] \quad (6)$$

Jednostkowa indukcyjność ekranu z uwzględnieniem zjawiska naskórkowości jest indukcyjnością przewodu rurowego określoną wzorem [6-8]:

$$\mathcal{L}_{22}(\omega) = \frac{\mu_0}{2\pi} \left\{ \ln \frac{2l}{R_2} - 1 + \frac{1}{\Gamma_2 R_2 \underline{b}} \left[K_1(\Gamma_2 R_1) I_0(\Gamma_2 R_2) + I_1(\Gamma_2 R_1) K_0(\Gamma_2 R_2) - \frac{a}{2 \underline{b}^*} \right] \right\} \quad (7)$$

Jednostkowa impedancja wzajemna między żyłą a ekranem wyraża się zależnością [6-8]:

$$\underline{\mathcal{Z}}_{12} = j \omega \frac{\mu_0}{2\pi} \times \left\{ \ln \frac{2l}{R_2} - 1 + \frac{K_1(\Gamma_2 R_1) [I_0(\Gamma_2 R_2) - I_0(\Gamma_2 R_1)] + I_1(\Gamma_2 R_1) [K_0(\Gamma_2 R_2) - K_0(\Gamma_2 R_1)]}{\Gamma_2 R_2 \underline{b}} \right\} \quad (8)$$

skąd jednostkowa indukcyjność wzajemna $\mathcal{M}(\omega) = \frac{1}{\omega} \text{Im}\{\underline{\mathcal{Z}}_{12}\}$.

Podobnie jak dla przypadku prądu stałego jednostkowa indukcyjność całkowita kabla współosiowego z uwzględnieniem zjawiska naskórkowości $\mathcal{L}(\omega) = \mathcal{L}_1(\omega) + \mathcal{L}_2(\omega) - 2\mathcal{M}(\omega)$ nie zależy od długości kabla, mimo że indukcyjności własne żyły i ekranu oraz indukcyjność wzajemna od tej długości zależą. Indukcyjność ta zależy od częstotliwości.

Wykonując obliczenia numeryczne można wykazać, że indukcyjność całkowita kabla współosiowego maleje ze wzrostem częstotliwości dążąc do wartości ustalonej. Może ona osiągnąć wartość 50% wartości indukcyjności obliczanej dla prądu stałego. Wpływ grubości ekranu kabla ma małe znaczenie na indukcyjność całkowitą, zaś grubość izolacji, a tym samym różnica między promieniem wewnętrznym ekranu a promieniem żyły, istotnie wpływa a tą indukcyjność.

3. IMPEDANCJA WEJŚCIOWA KABLA WSPÓŁOSIOWEGO W STANIE JAŁOWYM

Wzór na impedancję wejściową kabla współosiowego o długości l w stanie jałowym bez uwzględnienia zjawiska naskórkowości podany jest w pracach [1, 4, 9]. Po uwzględnieniu zjawiska naskórkowości wzór ten można zapisać w postaci:

$$\underline{\mathcal{Z}}_{we0n}(\omega) = \underline{\mathcal{Z}}_{cn}(\omega) \coth[\underline{\Gamma}_n(\omega) l] \quad (9)$$

gdzie impedancja charakterystyczna

$$\underline{\mathcal{Z}}_{cn}(\omega) = \sqrt{\frac{[\mathcal{R}(\omega) + j\omega\mathcal{L}(\omega)]}{[G + j\omega C]}} \quad (10)$$

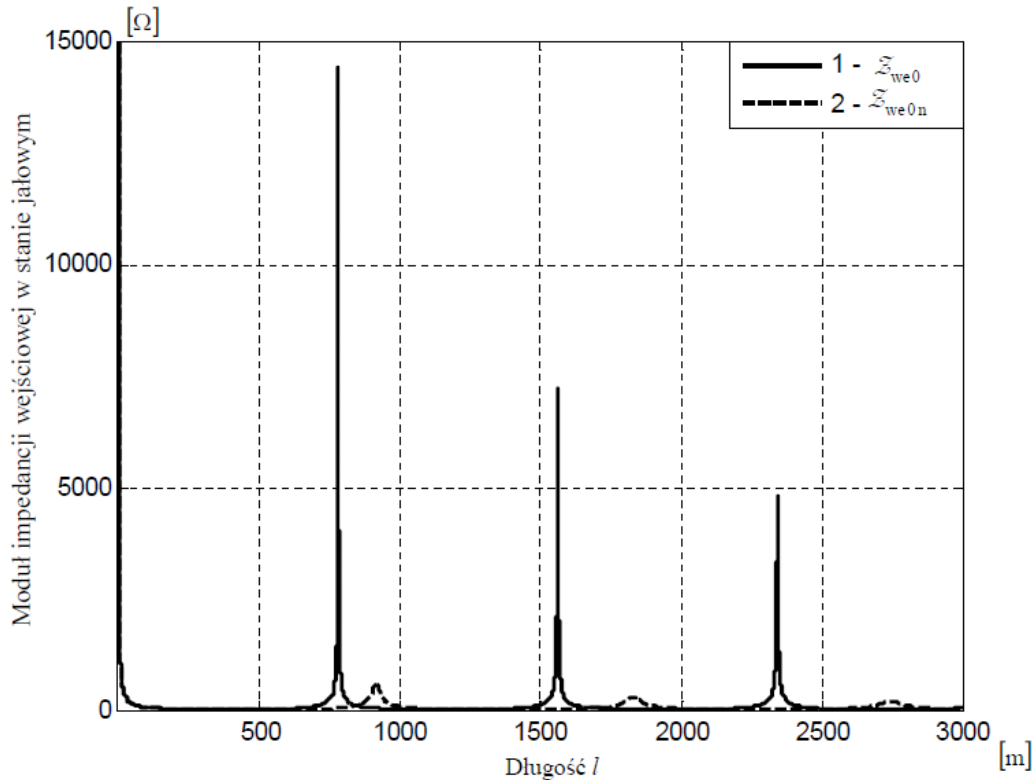
oraz zespolony współczynnik propagacji fali elektromagnetycznej

$$\underline{\Gamma}_n(\omega) = \sqrt{[\mathcal{R}(\omega) + j\omega\mathcal{L}(\omega)] [G + j\omega C]} \quad (11)$$

są złożonymi funkcjami częstotliwości bowiem występujące w tych wzorach rezystancja i indukcyjność jednostkowa są funkcjami częstotliwości (zależą od zjawiska naskórkowości).

Zależność modułu impedancji wejściowej w stanie jałowym od długości kabla przedstawiono na rysunku 2. Obliczenia wykonano dla kabla typu YHKXS przyjmując: promień żyły $R = 0,01$ m, $\sigma_1 = 3,7037 \cdot 10^7$ S·m⁻¹ oraz

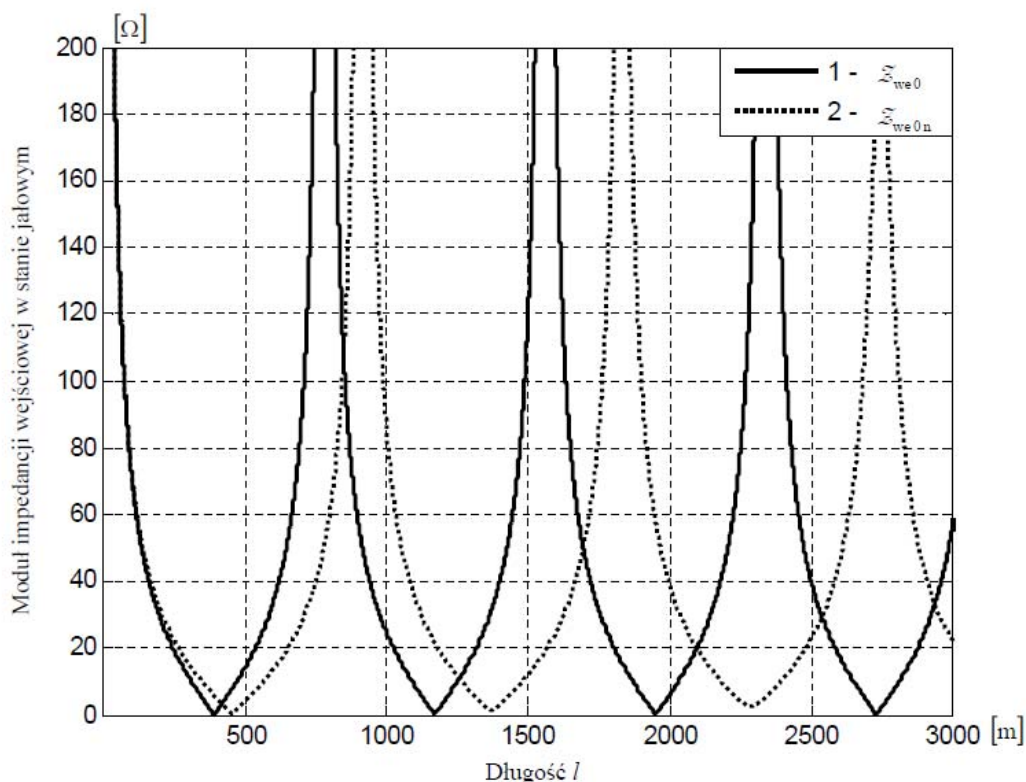
$\sigma_2 = 5,5454 \cdot 10^7 \text{ S}\cdot\text{m}^{-1}$ zmieniając jednocześnie grubość izolacji kabła charakteryzowaną parametrem $\eta = \frac{R_1}{R} = 1,8$, jak również grubość ekranu określaną parametrem $\tau = \frac{R_1}{R_2} = 0,9$. Przyjęto wartość częstotliwości $f = 100 \text{ kHz}$.



Rys. 2. Moduł impedancji wejściowej kabla współosiowego Z_{we0} (linia ciągła) oraz Z_{we0n} (linia przerywana) w funkcji długości dla $Z_2 = \infty$

W celu określenia położenia wartości minimalnych modułu impedancji wejściowej, a tym samym długości fali (odległość między dwoma sąsiednimi minimami jest równa połowie długości fali), rozwartego kabła elektroenergetycznego, rysunek 2 zostaje przedstawiony dla ograniczonego zakresu zmian tego modułu, co przedstawia rysunek 3.

Z rysunków 2 i 3 wynika, że zjawisko naskórkowości w nieobciążonym kablu współosiowym zmienia nie tylko wartości maksymalne i minimalne modułu impedancji wejściowej, ale także odległość między tymi wielkościami. Tym samym ulega także zmianie długość fali elektromagnetycznej w kablu, bowiem odległość np. między dwoma sąsiednimi wartościami minimalnymi modułu impedancji wejściowej jest równa połowie długości fali.



Rys. 3. Ograniczony zakres modułu impedancji wejściowej kabla współosiowego Z_{we0} (linia ciągła) oraz Z_{we0n} (linia przerywana) w funkcji długości dla $Z_2 = \infty$

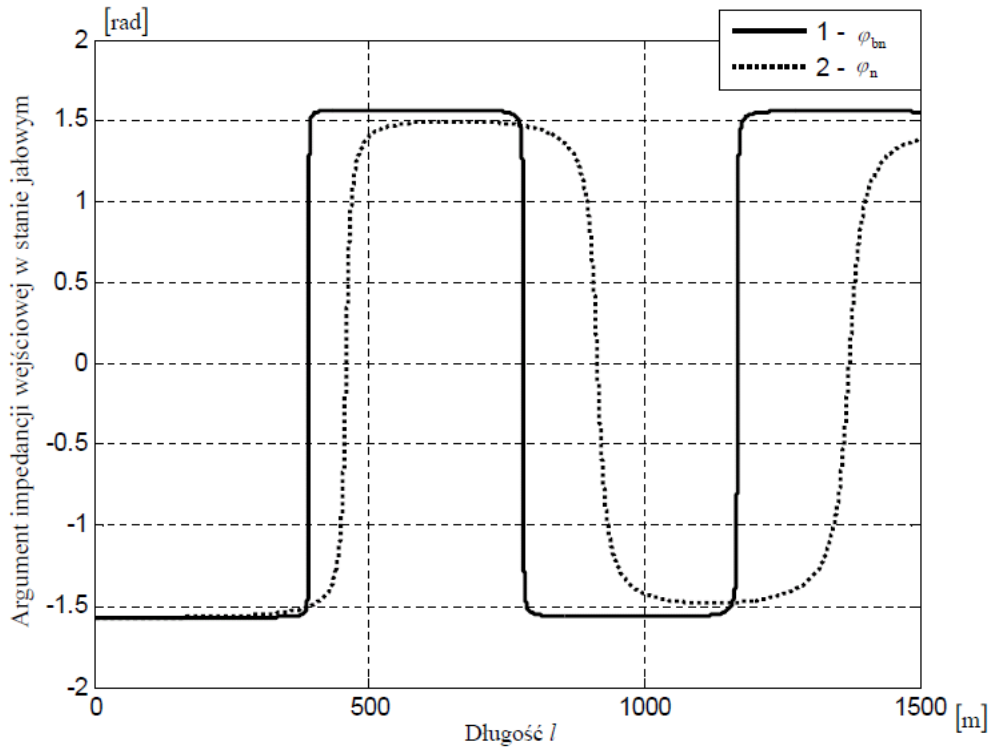
W celu określenia tych długości fal, numerycznie wyznaczono kolejne położenia wartości minimalnych modułu impedancji wejściowej bez uwzględnienia (l_{1bn}, l_{2bn}, l_{3bn}) oraz z uwzględnieniem (l_{1n}, l_{2n}, l_{3n}) zjawiska naskórkowości. Wyniki obliczeń przedstawiono w tabeli 1.

TABELA 1

Kolejne położenia wartości minimalnych modułu impedancji wejściowej, jej wartości minimalne i długości fal w kablu współosiowym z uwzględnieniem i bez uwzględnienia zjawiska naskórkowości dla $Z_2 = \infty$

I wartość minimalna	II wartość minimalna	III wartość minimalna	Długość fali
Bez uwzględnienia zjawiska naskórkowości			
l _{1bn} = 389,68 [m] Z _{we0} = 0,03148 [Ω]	l _{2bn} = 1169 [m] Z _{we0} = 0,094438 [Ω]	l _{3bn} = 1948,4 [m] Z _{we0} = 0,1574 [Ω]	λ = 1558,7 [m]
Z uwzględnieniem zjawiska naskórkowości			
l _{1n} = 457,3 [m] Z _{we0n} = 0,53505 [Ω]	l _{2n} = 1371,9 [m] Z _{we0n} = 1,6033 [Ω]	l _{3n} = 2286,5 [m] Z _{we0n} = 2,666 [Ω]	λ _n = 1829,5 [m]

Zjawisko naskórkowości w kablu współosiowym w istotny sposób powoduje także zmianę argumentu impedancji wejściowej nieobciążonego kabla, co przedstawia rysunek 4.



Rys. 4. Argument impedancji wejściowej kabla współosiowego φ_{bn} (linia ciągła) oraz φ_n (linia przerywana) w funkcji długości dla $\underline{\varepsilon}_2 = \infty$

4. IMPEDANCJA WEJŚCIOWA KABLA WSPÓŁOSIOWEGO W STANIE ZWARCIA

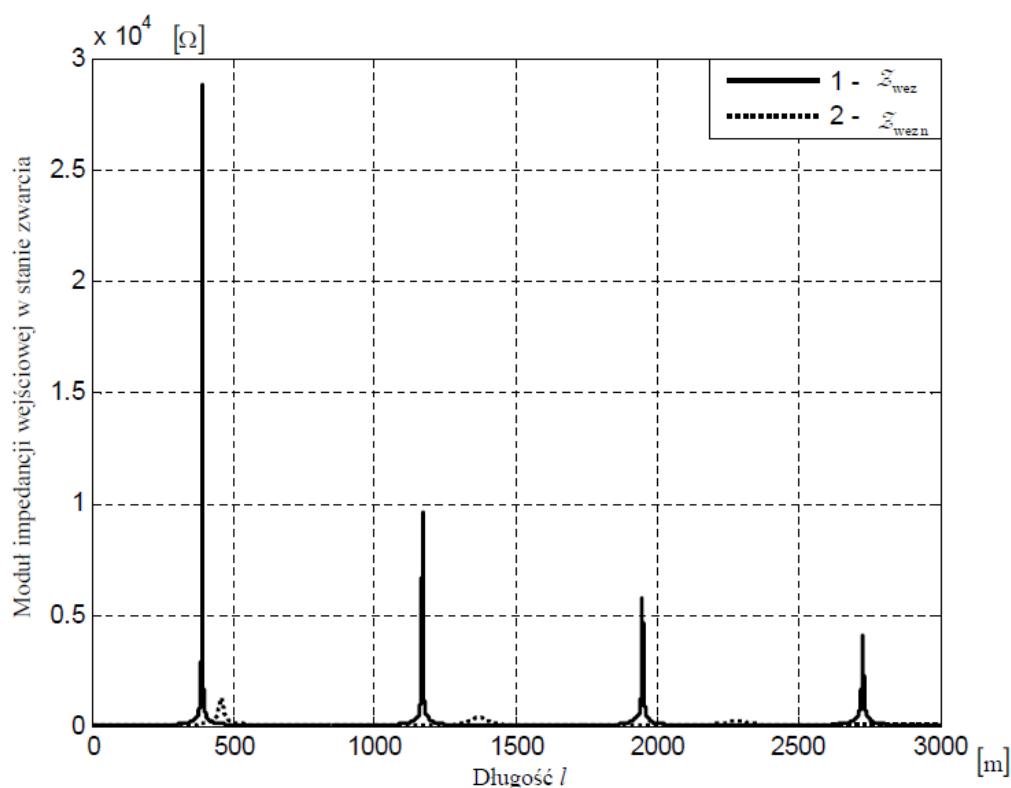
Podobnie jak dla impedancji w stanie jałowym wykonano eksperymenty numeryczne w przypadku zwarcia na końcu linii. Przyjęto takie same parametry kabla jak w punkcie 3. Wzór na impedancję wejściową w stanie zwarcia bez uwzględnienia zjawiska naskórkowości podany jest w pracach [1, 4, 9].

Impedancję wejściową w stanie zwarcia z uwzględnieniem zjawiska naskórkowości można przedstawić w postaci:

$$\underline{\varepsilon}_{wezn}(\omega) = \underline{\varepsilon}_{cn}(\omega) \tanh[\underline{\Gamma}_n(\omega) l] \quad (15)$$

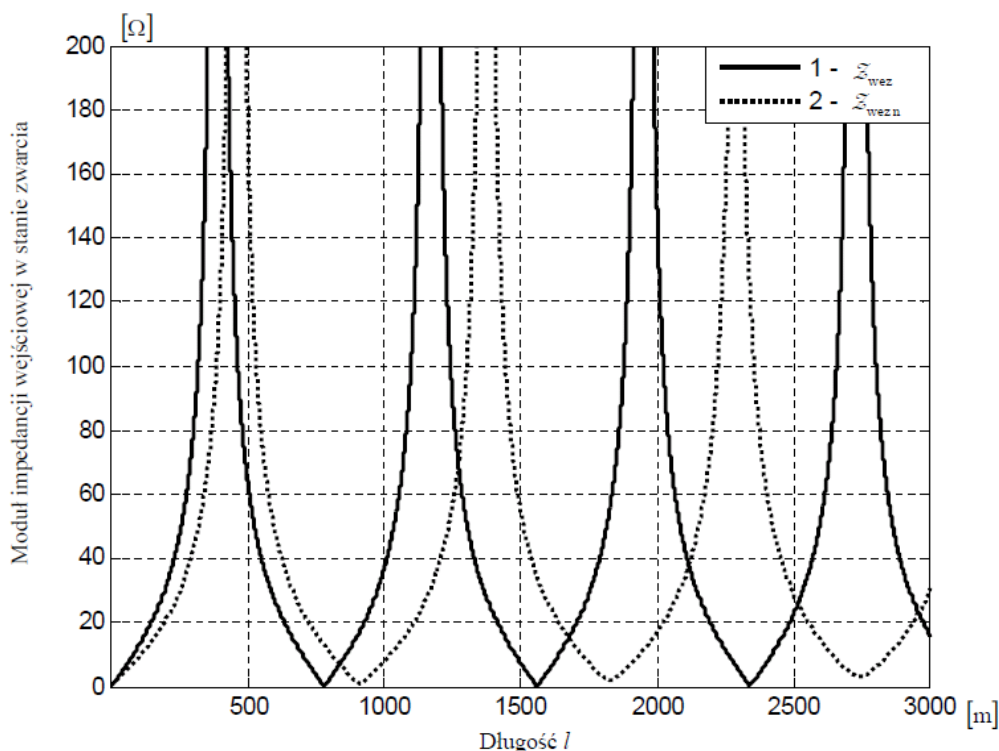
gdzie impedancja charakterystyczna $\underline{Z}_{cn}(\omega)$ wyraża się wzorem (10), a współczynnik propagacji $\underline{\Gamma}_n(\omega)$ przedstawiony jest w postaci (11).

Zależność modułu impedancji wejściowej kabla typu YHKXS (o parametrach przyjętych wyżej) w stanie zwarcia od długości kabla przedstawiono na rysunkach 5 i 6.



Rys. 5. Moduł impedancji wejściowej kabla współosiowego \underline{Z}_{wez} (linia ciągła) oraz \underline{Z}_{wezn} (linia przerywana) w funkcji długości dla $\underline{Z}_2 = 0$

W celu określenia położenia wartości minimalnych modułu impedancji wejściowej, a tym samym długości fali (odległość między dwoma sąsiednimi minimami jest równa połowie długości fali), zwartego kabla elektroenergetycznego, rysunek 5 zostaje przedstawiony dla ograniczonego zakresu zmian tego modułu, co pokazuje rysunek 6.



Rys. 6. Ograniczony zakres modułu impedancji wejściowej kabla współosiowego \underline{Z}_{wezn} (linia ciągła) oraz \underline{Z}_{wez} (linia przerywana) w funkcji długości dla $\underline{Z}_2 = 0$

TABELA 2

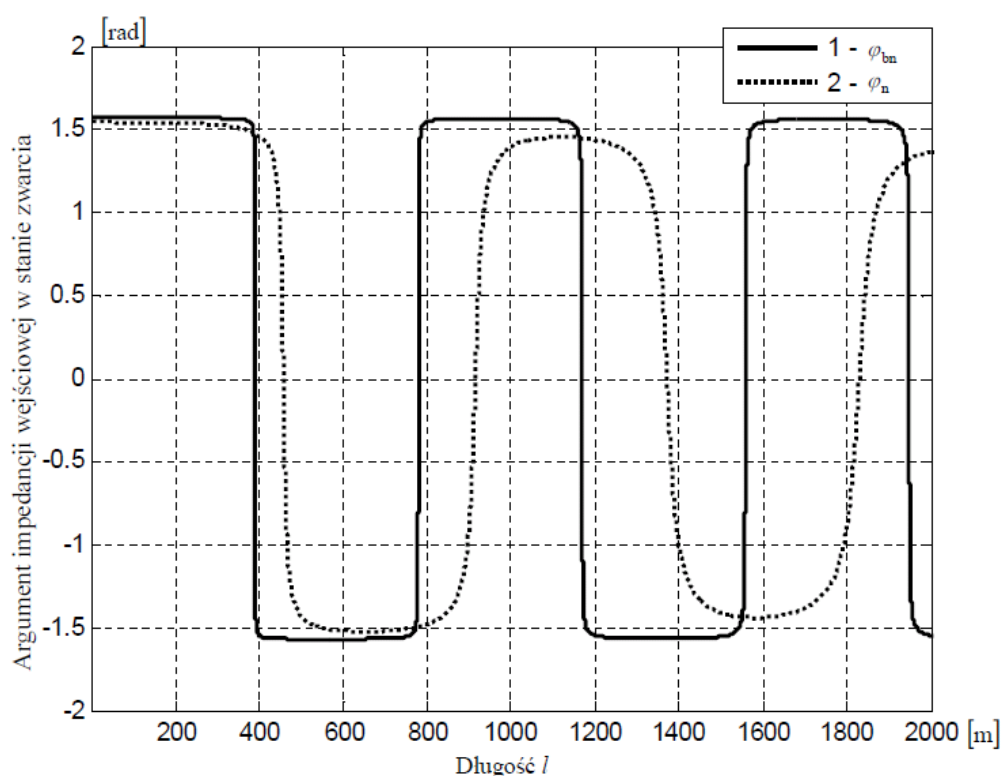
Kolejne położenia wartości minimalnych modułu impedancji wejściowej, jej wartości minimalne i długości fali w kablu współosiowym z uwzględnieniem i bez uwzględnienia zjawiska naskórkowości dla $\underline{Z}_2 = 0$

I wartość minimalna	II wartość Minimalna	III wartość minimalna	Długość fali
Bez uwzględnienia zjawiska naskórkowości			
$l_{1bn} = 0$ [m] $\underline{Z}_{wez} = 0$ [Ω]	$l_{2bn} = 779,35$ [m] $\underline{Z}_{wez} = 0,062959$ [Ω]	$l_{3bn} = 1558,7$ [m] $\underline{Z}_{wez} = 0,12592$ [Ω]	$\lambda = 1558,7$ [m]
Z uwzględnieniem zjawiska naskórkowości			
$l_{1n} = 0$ [m] $\underline{Z}_{wezn} = 0$ [Ω]	$l_{2n} = 914,6$ [m] $\underline{Z}_{wezn} = 1,0696$ [Ω]	$l_{3n} = 1829,2$ [m] $\underline{Z}_{wezn} = 2,1356$ [Ω]	$\lambda_n = 1829,2$ [m]

Z powyższych rysunków (rys. 5 i 6) wynika, że zjawisko naskórkowości w zwartym kablu współosiowym zmienia nie tylko wartości maksymalne i minimalne modułu impedancji wejściowej, ale także odległość między tymi wielkościami. Tym samym ulega także zmianie długość fali elektromagnetycznej w kablu, bowiem odległość np. między dwoma sąsiednimi wartościami mini-

malnymi modułu impedancji wejściowej jest równa połowie długości fali. W celu określenia tych długości fal, numerycznie wyznaczono kolejne położenia wartości minimalnych modułu impedancji wejściowej bez uwzględnienia (l_{1bn} , l_{2bn} , l_{3bn}) oraz z uwzględnieniem (l_{1n} , l_{2n} , l_{3n}) zjawiska naskórkowości. Wyniki obliczeń przedstawiono w tabeli 2.

Zjawisko naskórkowości w istotny sposób wpływa na zmianę argumentu impedancji wejściowej zwartego kabla współosiowego, co zostało pokazane na rysunku 7.



Rys. 7. Argument impedancji wejściowej kabla współosiowego φ_{bn} (linia ciągła) oraz φ_n (linia przerywana) w funkcji długości dla $\underline{\xi}_2 = 0$

4. PODSUMOWANIE

W dotychczasowych wyznaczeniach impedancji charakterystycznej oraz współczynnika propagacji kabla współosiowego uwzględniano zazwyczaj wzrost rezystancji żyły i ekranu kabla wraz ze wzrostem częstotliwości wskutek zjawiska naskórkowości. W niniejszym artykule uwzględniono także ilościowy wpływ tego zjawiska na indukcyjności własne żyły i ekranu kabla oraz na induk-

cyjność wzajemną między nimi, czyli na całkowitą indukcyjność jednostkową kabla, a w konsekwencji na jego impedancję charakterystyczną, współczynnik propagacji, a co za tym idzie także na impedancję wejściową.

Rezystancja i indukcyjność całkowita kabla współosiowego silnie zależą od częstotliwości i jest to spowodowane zjawiskiem naskórkowości. Rezystancja ta może być nawet równa około 50-cio krotnej wartości, dla $f = 1$ MHz, rezystancji wyznaczanej dla prądu stałego. Indukcyjność całkowita kabla zmniejsza się w miarę wzrostu częstotliwości i może osiągać wartość 50% wartości indukcyjności obliczanej dla prądu stałego. W konsekwencji zmian rezystancji i indukcyjności kabla w funkcji częstotliwości, impedancja charakterystyczna oraz współczynnik propagacji także zależy od zjawiska naskórkowości. W związku z tym impedancja wejściowa powinna być wyznaczana z uwzględnieniem tego zjawiska, bowiem w zależności od częstotliwości, wartość jej ulega istotnym zmianom w stosunku do odpowiedniej wartości wyznaczonej bez uwzględniania tego zjawiska.

Przy danej impedancji obciążenia, impedancja wejściowa kabla współosiowego zależy od zjawiska naskórkowości. Z rysunków 2, 3, 5 i 6 wynika, że wraz ze wzrostem długości linii, wartości maksymalne modułu impedancji wejściowej kabla współosiowego w stanie jałowym (rys. 2, 3) oraz w stanie zwarcia (rys. 5, 6) zmniejszają się, przy czym amplitudy modułu impedancji wejściowej, po uwzględnieniu zjawiska naskórkowości, są znacznie mniejsze niż bez jego uwzględnienia. Zjawisko naskórkowości powoduje także zmianę długości fali elektromagnetycznej w kablu (odległość między dwoma sąsiednimi minimami jest równa połowie długości fali). Długość fali w kablu bez uwzględnienia zjawiska naskórkowości wynosi $\lambda = 1558,7$ m i jest mniejsza od długości fali w przypadku uwzględniania tego zjawiska. Wtedy bowiem $\lambda_n = 1829,5$ m. Wynika to z faktu, że współczynnik opóźnienia fazowego zależy przede wszystkim od indukcyjności całkowitej kabla współosiowego, co powoduje jego zmniejszanie się, podobnie jak indukcyjności całkowitej [2, 7-9], wraz ze wzrostem częstotliwości.

Z powyższego wynika, że wpływ zjawiska naskórkowości na parametry jednostkowe kabla współosiowego, a w konsekwencji na impedancję wejściową kabla i długość fali w nim powinien być uwzględniany w metodach lokalizacji uszkodzeń kabli elektroenergetycznych.

LITERATURA

1. Bugajska A.: Propagacja sygnałów w uszkodzonych liniach długich, Politechnika Świętokrzyska, Kielce 2008.
2. Bugajska A.: Wpływ zjawiska naskórkowości na zespolony współczynnik propagacji fali elektromagnetycznej, *Pomiary Automatyka Kontrola*, vol. 28, nr 12/2010, ss. 1442-1444.
3. Kazimierczuk M. K.: *High – Frequency Magnetic Components*, John Wiley & Sons, Ltd., 2009.

4. Paul C.R.: Analysis of Multiconductor Transmission Lines, John Wiley & Sons, New Jersey 2008.
5. Paul C.R.: Inductance Loop and Partial, John Wiley & Sons, New Jersey 2010.
6. Piątek Z. P.: Modelowanie linii, kabli i torów wieloprądowych, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej 2007.
7. Piątek Z.P.: Self and Mutual Impedances of a Finite Length Gas-Insulated Transmission Line (GIL). Electric Power Systems Research 2007, No. 77, pp. 191-201.
8. Piątek Z.: Impedances of Tubular High Current Busducts, Polish Academy of Science Committee of Electrical Engineering, series Progress In High Voltage Technique vol. 28, Wydawnictwo Politechniki Częstochowskiej 2008.
9. Piątek Z., Jabłoński P.: Podstawy teorii pola elektromagnetycznego, WNT, Warszawa 2010.
10. Szczerski R.: Lokalizacja uszkodzeń kabli i wybrane badania eksploatacyjne linii kablowych, WNT, Warszawa 1999.
11. Tarczyński W.: Metody impulsowe w lokalizacji uszkodzeń w liniach elektroenergetycznych, Oficyna Wydawnicza Politechniki Opolskiej 2006.

Rękopis dostarczono dnia 17.10.2011 r.

THE INFLUENCE OF THE SKIN EFFECT ON INPUT IMPEDANCE IN A COAXIAL CABLE IN A NO-LOAD STATE AND A SHORT-CIRCUIT STATE

Aneta BUGAJSKA

ABSTRACT *The article presents the influence of the skin effect on input impedance of a coaxial cable in a no-load state and a short circuit state, when taking into account qualitative and quantitative influence of this effect on total unit impedance of a coaxial cable, that is resistance, self inductance of the conductor of the cable and the cable screen, and on the mutual inductance between them. The calculations have been performed for the type YHKXS cable assuming: wire radius $R = 0.01$ m, relative thickness of the cable*

insulation characterized by the parameter $\eta = \frac{R_1}{R} = 1.8$, whereas

the relative thickness of the screen by the parameter $\tau = \frac{R_1}{R_2} = 0.9$

(R_1 - interior radius of the cable screen, R_2 - exterior radius of the cable screen). Assumed frequency value was $f = 100$ kHz.

With a given load impedance, the input impedance of a coaxial cable depends on the skin effect. Figures 2, 3, 5 and 6 show that with the increase of the line's length, the maximum value of the input

impedance module in no-load state (Fig. 2, 3) as well as in short-circuited state (Fig. 5, 6) decrease, moreover, the amplitudes of input impedance module, after taking into consideration the skin effect, are considerably smaller than without accounting for this effect. The wavelength in a coaxial cable without taking into consideration the skin effect equals $\lambda = 1558,7$ m and is smaller than the wavelength when taking the mentioned effect into consideration. In that case $\lambda_n = 1829,5$ m. It is the result of the fact, that the phase lag coefficient depends primarily on total inductance of a coaxial cable which causes its decrease, as well as of total inductance, with the increase of frequency.